

### 技术领域

本发明涉及基于时分多址 TDMA 的无线通信系统领域，具体地说，涉及上行  
5 采用 TDMA 方式的宽带无线接入 (Broad Wide Access, 简称 BWA) 系统的上行  
突发均衡技术。

### 背景技术

随着通信技术的发展，宽带无线接入 BWA 作为数字用户环线 DSL 和有线传  
输技术的替代技术正逐渐引起人们的兴趣。通过 BWA 提供的业务不仅可以与有  
10 线传输提供的业务竞争，而且可以在更多的场合提供有线传输无法提供的服务。  
一般来说，BWA 在无线信道上提供高速数据业务具有两种工作场景，即视线距  
离传输 (LOS) 和非视线距离传输 (NLOS)。第一代的 BWA 系统工作于 LOS 场景，  
主要采用单载波高效调制技术如四相相移键控 QPSK、正交幅度调制 QAM 等，判  
决反馈均衡 DFE 技术以及定向天线技术来克服多径和干扰的影响，但该系统的  
15 不足在于由于视线所限造成的覆盖范围小。下一代的 BWA 系统将工作于 NLOS  
场景，由于没有 LOS 场景的直视信号分量，因此受多径时延和衰落的影响较大，  
其主流技术为正交频分复用 OFDM 技术和多天线技术，以克服第一代 BWA 系统的  
不足。目前，上述两种场景的技术标准由 IEEE802.16 宽带无线接入工作组制定。

第一代 BWA 系统通常采用点到多点的频分双工 FDD 工作方式，上行采用  
20 TDMA，下行采用时分复用 TDM；上行调制方式为 QPSK—16QAM，下行调制方式为  
QPSK—64QAM。但目前上行多采用突发 QPSK 调制，因为 QPSK 调相时星座简单，  
与 QAM 调制相比，所需的信噪 (干) 比低，可以采用简单的均衡技术 (预均衡  
和预训练技术) 或无需均衡，但 QPSK 调制的缺点在于其频谱效率低下。为了满

足用户越来越多的上行带宽需求，必须提高频谱效率，因而采用 16QAM 调制和自适应调制技术，此时简单的均衡技术已不能满足要求，所以 BWA 系统的突发均衡成为一个关键问题。

在现有的 BWA 系统中，突发均衡主要采取两种方式解决，一是预均衡技术，  
5 二是预训练技术。

预均衡技术：在上行方向，在用户端设置一个预均衡器 (Pre-Equalizer 或 Precoder)，在测距过程中，基站处计算均衡器的系数，再将系数发到用户端进行预均衡处理。这种方法的思路是将多径分量分为静态部分和动态部分，静态部分变化很慢，均衡器系数较长时间才改变一次，如每进行一次测距就进  
10 行一次系数更新；而动态部分变化很快，每出现一个或几个突发 (Burst) 就更新一次系数，这样，突发均衡器的实现就可以简化。这种方法也可用于电缆调制解调器中，在 DOCSIS 协议的 1.1 版本中就增加了预均衡器部分。

预训练技术：指在传输用户数据之前，先发送训练序列，等均衡器的系数充分收敛之后，再进行数据的传输，这样，前一突发数据结束时的均衡器系数  
15 被记忆下来，用作下一个突发的均衡，一旦信道变化导致均衡器不能正常工作时，就重新进行训练。

上述两种方法的优点是均衡器结构简单，每个突发数据包中不包括训练序列，提高了效率，但适合于静态信道或突发之间间隔很短的情况，一旦上述两个条件不满足，则不可避免需要突发均衡。此时在每个突发数据包的前端将包  
20 括一个训练序列，也称作前导序列或前导码，而训练序列对于数据传输是一种开销。对于自适应均衡器，不同的系数更新算法需要不同的训练序列长度，如迭代最小均方误差 RLS 算法需要的训练序列长度小于最小均方误差 LMS 算法，但前者需要的计算量和复杂度均大于后者。

另一种可减小训练序列长度的方法是均衡器系数预加载技术，该技术是在均衡器训练过程开始之前，先用一组预先计算（估计）的系数初值写入均衡器的系数寄存器中，如果均衡器的系数初值估计得足够精确，则均衡器还未训练就几乎进入收敛状态。

- 5       美国专利 US5970092 “Adaptively equalized burst receiver and method for upstream broadband data” 介绍了一种用于上行宽带数据的突发均衡方法，该方法采用 Newman-Holfman 序列近似估计无线信道，然后将信道估计的近似值采用近似方法对均衡器的系数进行预加载。该方法由于采用的是信道估计的近似值，同时对均衡器系数也以近似的算法进行预加载，因此均衡器在一个突发  
10   中不能充分收敛，妨碍了系统的性能。

### 发明内容

- 本发明所要解决的技术问题在于提供一种宽带无线接入系统的上行突发均衡方法，以克服现有技术中存在的训练过程频繁、训练时间间隔短、收敛速度  
15   慢等缺点。

- 本发明所述方法的基本思路是：采用预训练与突发均衡相混合的方式，即在传输用户数据之前，对均衡器进行训练，然后开始发送用户数据，均衡器采用判决的用户数据作为参考，对变化的无线信道进行跟踪；如果信道变化超过均衡器的跟踪范围，如误码率超过门限 1 但没有超过门限 2，则进行突发均衡  
20   处理；如果信道变化超过均衡器的均衡范围，如误码率超过门限 2，则重新进行训练。

本发明所述方法对上行突发均衡采用预训练和突发均衡相结合的混合形式，均衡器采用判决反馈均衡器，其步骤包括：

步骤一、预训练过程：在传输用户数据之前，发送训练序列，对均衡器进行训练；

步骤二、信道跟踪过程：记录均衡器收敛后的系数，开始传输用户数据，均衡器对无线信道进行跟踪；

5 步骤三、如果信道变化导致误码率超过门限 1 但不超过门限 2，则进入突发均衡过程；

步骤四、如果信道变化导致误码率超过门限 2，则重新进入预训练过程。

在本发明中，所述突发均衡过程首先采用一个突发数据包的前导码作为参考序列，在零相关域中进行信道估计，然后根据信道估计值计算均衡器的系数初值，再将计算出的系数初值预加载到均衡器，并利用前导码及部分用户数据  
10 作为参考序列训练均衡器，使均衡器充分收敛，训练结束后，均衡器以判决出的用户数据作为参考序列，对用户数据进行均衡，输出判决信息。

在本发明所述突发均衡过程中，如果所述前导码采用 M 序列，则所述信道估计包括：首先生成前导码的本地参考信号为 M 序列的双边循环扩展信号，且  
15 前导码的本地参考信号为由 1 和 0 组成的序列；其次对前导码对应的接收信号进行采样，然后将与前导码对应的采样信号与其本地参考信号进行互相关运算，完成信道估计。

在本发明所述突发均衡过程中，所述计算均衡器系数初值的步骤进一步包括：

20 计算前向滤波器的抽头系数初值为  $c(0) = h^*(0)/|h(0)|^2 = 1/h(0)$ ，其余系数为 0；

计算反向滤波器的抽头系数初值为

$$[b(1) b(2) \wedge b(B)] = h^*(0)/|h(0)|^2 \times [h(1) h(2) \wedge h(B)] = 1/h(0) \times [h(1) h(2) \wedge h(B)];$$

其中,  $h$  表示信道冲击响应向量,  $c$  表示判决反馈均衡器的前向滤波器的系数向量,  $b$  表示反向滤波器的系数向量,  $B$  为反向滤波器的系数向量的长度, 幅度最大的脉冲为  $h(0)$ , 前冲击响应脉冲为  $[h(-n) \ h(-n+1) \ \dots \ h(-1)]$ , 后继冲击响应脉冲为  $[h(1) \ h(2) \ \dots \ h(n)]$ ; 均衡器中前向滤波器的系数与后继冲击响应脉冲对应的系数为  $[c(-n) \ c(-n+1) \ \dots \ c(-1)]$ , 与前冲击响应脉冲对应的系数为  $[c(1) \ c(2) \ \dots \ c(n)]$ 。

本发明所述方法采用预训练与突发均衡结合的混合方式, 通过设置不同的门限进行切换, 使得预训练过程的时间间隔大大延长, 减少了预训练的次数, 提高了有效带宽。在本发明中引入突发均衡过程, 还使得系统对工作场景 (如静态信道或突发之间间隔很短) 的要求大大降低, 提高了产品的应用场景, 同时还采用零相关域序列进行信道估计, 并给出了简单的均衡器系数初值估计方法, 大大提高了信道的估计精度, 降低了突发均衡器的训练时间, 提高了收敛速度。另外本发明对  $M$  序列提出了一种新的零相关域实现方法, 大大扩展了本发明对零相关域序列的选择范围。

#### 附图说明

图 1 是宽带无线接入系统的原理框图;

图 2 是典型的无线信道冲击响应示意图;

图 3 是本发明方法采用的判决反馈均衡器的结构图;

图 4 是本发明上行突发均衡方法的流程示意图;

图 5 是 Newman-Hofman 序列的零相关域图;

图 6 是采用本发明突发均衡方法与采用 RLS 方法的收敛速度比较图;

图 7 是采用本发明突发均衡方法与采用 RLS 方法的误码率比较图。

### 具体实施方式

下面结合附图和实施例，对本发明的技术方案做进一步的详细描述。

图 1 是采用 FDD 方式的宽带无线接入系统的上行方向的示意图，其中符号成型滤波器采用 0.25 的升余弦滤波器 (RRC)。在发送端，包括 16QAM 数据源和 0.25RRC。用户数据经过 16QAM 调制后，符号速率为 5MHz/s，对应的毛数据速率为 20MHz/s。调制后的数据经过 0.25 的升余弦滤波器发送到无线信道中。接收端收到信号后，叠加了接收机的高斯加性白噪声 (AWGN) 的信号首先经过 0.25 的升余弦滤波器，其次在缓存器和相关器中进行频率补偿、相位恢复和最佳采样时刻的估计，然后以一次采样/每符号的采样速率进入判决反馈均衡器中消除码间干扰，最后得到用户数据的判决结果。判决反馈均衡器由 9 节前向滤波器 FF 和 7 节反向滤波器 FB 组成，由于多径时延的最大值为 1 微秒，因此无线信道的长度为 5，滤波器的长度足以覆盖信道中的所有回波。

突发数据包由长度为 16 的前导码和 2000 个符号的用户数据组成，前导码除了可用于频率/相位估计，还可用于估计最佳采样时刻和进行信道估计。

在无线数据传输中，用户数据从发射端到达接收端，需经过无线信道。无线信道的模型主要通过下面几个方面描述信道特性：路径损失（含阴影衰落）、多径时延扩展、衰落特性、多普勒扩展和同道/临道干扰。

假设发射机发射的信号，经过多个路径到达接收端，信号经过的路径可用一个时变的信道冲击响应描述：

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^{N(t)} a_k(t) \delta(\tau - \tau_k(t)) e^{j\theta_k(t)} \quad (1)$$

其中， $t$  表示观察时刻； $\tau$  表示脉冲的实现时间； $N(t)$  表示多径数目； $a_k(t)$  表示第  $k$  条路径的增益； $\theta_k(t)$  表示第  $k$  条路径的相位； $\tau_k(t)$  表示第  $k$  条路径的到达

时间。

对于非时变信道，公式 (1) 可简化为：

$$h(t) = \sum_{k=1}^N a_k \delta(t - t_k) e^{j\theta_k} \quad (2)$$

相应的基带接收信号为：

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (3)$$

$$y(t) = \sum_{k=1}^N a_k x(t - t_k) e^{j\theta_k} + n(t) \quad (4)$$

式中  $x(t)$  表示发射信号， $n(t)$  为加性噪声。

信道冲击响应  $h(t)$  如图 2 所示，其中幅度最大的部分为主脉冲，位于主脉冲之前的是前冲击响应脉冲，位于主脉冲之后的是后继冲击响应脉冲。在 NLOS 场景下，由于 LOS 信号的主脉冲衰减较大，因此前冲击响应脉冲较强；而对于 LOS 场景，前冲击响应脉冲则较小，因此在 LOS 场景下，信道脉冲响应由一个幅度很大的主脉冲和后继脉冲组成。

接收信号经过滤波器后进入均衡器时，符号采样率为  $t=kT$ ，其中  $T$  为符号率，则接收信号的采样信号为发射信号  $x$  与信道冲击响应  $h$  的卷积外加加性噪声  $n$ ：

$$y(k) = \sum_{i=0}^{L-1} x(k-i)h(i) + n(k) \quad (5)$$

其中  $L$  为采样后的信道冲击响应的长度。

将公式 (5) 展开后得到：

$$y(k) = h(0)x(k) + \sum_{i=0, i \neq k}^{L-1} x(k-i)h(i) + n(k) \quad (6)$$

其中第一项表示第  $k$  个采样时刻的期望符号信息，中间项表示符号间干扰。

对于多径造成的符号间干扰，采用均衡器来消除影响。不同的均衡器具有

不同的性能和实现复杂度，实际中最常用的均衡器为判决反馈均衡器 DFE，简单的均衡器可选择线性均衡器，如迫零均衡器或最小方差准则 MMSE 均衡器。通常，DFE 在无线环境中比线性均衡器的性能好，即可以达到的最小均方差小，误码率低，原因在于无线信道的多径可造成信道频率响应的零点，而线性均衡器在零点处会产生很大的噪声增益。MMSE 均衡器的性能比迫零均衡器的性能好，实现起来更直接，而最大似然序列估计 (MLSE) 均衡器的性能最优，但实现最复杂，妨碍了在实际中的使用。

判决反馈均衡器的工作原理在于利用前向滤波器和反馈滤波器来消除码间干扰，一旦判决出一个符号，则该符号对后面符号的码间干扰可以在判决后面符号之前消除。判决反馈均衡器的结构如图 3 所示。判决反馈均衡器一般包括前向滤波器 FF、判决器和反馈滤波器 BF，接收信号  $y(k)$  输入前向滤波器 FF 中，经过判决器输出符号  $\hat{x}(k)$ 。判决反馈均衡器的工作包括两部分：训练过程和跟踪过程。在进行训练时，接收端已知的训练序列（或前导序列）依次进入反馈滤波器 BF，对判决器进行训练。训练结束后，断开训练序列的输入，判决器的输出进入反馈滤波器中。同样对于突发均衡，在突发的开始，均衡器的系数通过训练序列进行调整，训练序列结束后，均衡器的系数则通过判决输出序列进行调整。均衡器的系数更新可采用最小均方误差 LMS 算法和迭代最小均方误差 RLS 算法。

现有的预训练均衡方法是利用测距过程中发送的已知序列作为训练序列，在测距过程中对均衡器进行训练，由于测距过程的训练序列长度足够长，因此可以保证训练结束时均衡器的系数充分收敛，当测距过程结束后，进入数据发送阶段，此时均衡器利用经过训练的系数对无线信道进行跟踪，一旦无线信道的累积变化或突变超出了均衡器的均衡范围，则重新对均衡器进行训练，但这



种方法只适合于静态信道或突发间隔短的情况，训练序列长。

本发明的上行突发均衡方法的流程图如图 4 所示。首先，在进行用户数据传输之前，发送训练序列以用于训练均衡器，这个过程就是初始训练过程。在该训练过程中，本发明采用长的已知序列作为参考序列，如测距过程中的突发数据包，典型长度为 200 个符号。当均衡器的系数充分收敛之后，初始训练过程结束，开始传送用户数据，同时均衡器开始跟踪无线信道，进行突发检测和时间频率同步。均衡器的系数被存储，用于下一次的突发均衡。如果无线信道累积的变化导致误码率超过门限 1、但不超过门限 2，则进行突发均衡处理。如果无线信道累积的变化导致误码率超过门限 2，则均衡器无法正常工作，重新对均衡器进行初始训练。上述门限 1 是对应于信道变化的速度超过均衡器跟踪速度的临界点，具体表现为误码率出现持续攀升，其取值为连续 5 个突发数据包误码率的平均值加上误码率变化率最大绝对值的 2 倍；门限 2 是对应于接收机的门限比特差错率 (BER)，其典型值为  $10^{-3}$ 。

其中，突发均衡处理的过程如下：选择一个突发数据包的前导码用于信道估计，再利用信道估计值计算均衡器的系数初值，然后将系数初值加载到均衡器，并利用前导码和部分用户数据对均衡器进行训练，训练结束后对用户信息进行均衡，最后由判决器输出判决信息。

下面对突发均衡处理中的各个步骤进行详细地描述。

首先介绍信道估计技术，本发明是选用突发数据包的前导码进行信道估计的，其理论基础为参考序列的零相关域。

为了用参考序列的零相关域获得信道冲击响应的精确值，参考序列（即前导码）与其循环扩展码的循环相关函数需要满足以下条件：

$$\theta_{rr}(p) = \begin{cases} N & p = 0 \\ 0 & 0 < |p| \leq D \end{cases} \quad (7)$$

其中,  $\theta$  表示循环相关函数,  $p$  表示序列号,  $N$  表示序列长度, 下标  $rr$  表示参考序列的自相关。满足上式条件的区域  $-D < p < D$  称为零相关域,  $D$  为零相关域的长度, Newman-Holfman 序列的零相关域长度为 5, 如图 5 所示。

5        假设发射的前导码序列的零相关域长度为  $D$ , 且前导码采用 BPSK 调制方式, 前导码序列与用户数据组成的突发数据包经过信道冲击响应长度为  $L$  的无线信道后到达接收机。在接收机中, 首先在本地产生前导码的本地参考信号, 前导码的本地参考信号为前导码的双边循环扩展信号, 其次对与前导码对应的接收信号部分进行采样, 然后将与前导码对应的采样信号与其本地参考信号进行互  
10    相关运算, 完成信道估计。在零相关域中, 根据零相关域的性质, 相关运算的结果有下述关系成立:

$$\theta_{rv}(p) = c \times h(p) \quad p = 0, 1, 2, \dots, L-1 \quad (8)$$

其中,  $\theta$  表示循环相关函数,  $p$  表示序列号,  $\theta$  的下标  $x$  表示前导码对应的采样信号,  $v$  表示前导码的本地参考信号,  $L$  为采样后的信道冲击响应的长度,  $c$  为  
15    比例常数。

显然, 循环相关函数  $\theta_{rv}$  就是信道冲击响应, 因此在零相关域中, 利用循环相关值可以精确地求出信道的冲击响应, 信道冲击响应估计精度的提高可以加快突发均衡器的收敛速度。

Newman-Holfman 序列相关图的主瓣/旁瓣之比较低, 为  $1/8$ , 因此前导码采  
20    用 Newman-Holfman 序列可以降低突发检测的虚惊概率。但 Newman-Holfman 序列的零相关域长度为 5, 因此对于信道冲击响应长度大于 5 的无线信道, 采用该序列进行信道估计的精度会下降。为此, 本发明也可采用 M 序列进行信道估

计, 但 M 序列在其长度范围内的循环相关值为-1, 而不是零相关域希望的 0 相关值, 所以为了用 M 序列按上述信道估计步骤计算信道冲击响应, 必须得到 M 序列的零相关域。首先采用 M 序列作为前导码, 其次构造前导码的本地参考信号, 前导码的本地参考信号为 M 序列的双边循环扩展, 但序列为由 1 和 0 组成的序列, 而不是由 1 和-1 组成的序列。这样 M 序列就具有与其长度相同的零相关域, 大大扩展了零相关序列的候选范围。其余的信道估计步骤与采用 Newman-Holfman 序列进行信道估计的步骤相同。

例如以长度为 15 的 M 序列为例, 其原序列为:

-1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1 1 1 1

10 则在循环相关时, 以下列序列作为循环扩展序列:

0 0 0 1 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1 1

上述两个序列的零相关域为 15。

在获得信道冲击响应的精确估计值后, 进行均衡器的系数初值计算。

设信道冲击响应为向量  $\mathbf{h}$ , 判决反馈均衡器的前向滤波器的系数向量为  $\mathbf{c}$ , 反向滤波器的系数向量为  $\mathbf{b}$ , 则信道和前向滤波器的合成响应为  $\mathbf{d} = \mathbf{h} * \mathbf{c}$ , 其中 “\*” 表示卷积。

假设判决正确, 则判决器的输入信号为:

$$z_k = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d(i)x(k-i) - \sum_{i=1}^{\infty} b(i)x(k-i) + n(t) \oplus c(t) \big|_{t=KT} \quad (9)$$

其中,  $x$  为发送数据符号,  $n$  为加性高斯白噪声。

20 其均方差为:

$$MSE = E \left\{ \sum_{i=-\infty}^{-1} d(i)x(k-i) + \sum_{i=1}^{\infty} (d(i) - b(i))x(k-i) + n(t) \oplus c(t) \big|_{t=KT} + (d(0) - 1)x(k) \right\}^2 \quad (10)$$

对于 16QAM 调制, 数据符号  $x(k)$  以等概率取值为  $\{\pm 1 \pm 3\}$ , 令信道冲击响

应长度  $L=3$ , 符号数据的均方差为  $\sigma_x^2 = E\{x(k)\}^2 = \frac{L^2-1}{3}$ , 则有输入信号的均方差为

$$MSE = \sigma_x^2 \sum_{i=-\infty}^{-1} d^2(i) + \sigma_x^2 \sum_{i=1}^{\infty} (d(i) - b(i))^2 + \sigma_x^2 (d(0) - 1)^2 + \sigma^2 \quad (11)$$

其中,  $\sigma^2 = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} c^2(t) dt$ ,  $\frac{N_0}{2}$  为双边噪声功率密度。

5 令判决器完全正确, 则有  $\sum_{i=1}^{\infty} (d(i) - b(i))^2 = 0$ , 上式可简化为:

$$MSE = \sigma_x^2 \sum_{i=-\infty}^{-1} d^2(i) + \sigma_x^2 (d(0) - 1)^2 + \sigma^2 \quad (12)$$

从上式可见, 要使均方误差最小化, 应满足: 信道总体响应的前导脉冲最小;  $d(0)=1$ ; 噪声能量最小。

考虑到 LOS 场景的信道前导脉冲很小, 同时, 又考虑到判决反馈均衡器的  
10 前向滤波器与反向滤波器之间具有强烈的耦合关系, 所以经过训练序列的训练后, 前向滤波器残留的码间干扰可由反向滤波器消除, 所以均衡器的系数将收敛到最终去除码间干扰。

因此, 均衡器系数初值的计算可按下述步骤进行。

假设信道冲击响应长度为  $L=2n+1$ , 其中幅度最大的脉冲为  $h(0)$ , 前导脉冲  
15 为  $[h(-n) \ h(-n+1) \ \dots \ h(-1)]$ , 后导脉冲为  $[h(1) \ h(2) \ \dots \ h(n)]$ 。均衡器中前向滤波器的系数与信道冲击响应刚好相反, 即与后导脉冲对应的系数为  $[c(-n) \ c(-n+1) \ \dots \ c(-1)]$ , 与前导脉冲对应的系数为  $[c(1) \ c(2) \ \dots \ c(n)]$ 。具体的计算步骤为:

首先, 前向滤波器的抽头系数初值为

$$20 \quad c(0) = h^*(0) / |h(0)|^2 = 1/h(0), \quad (13)$$

其余系数为 0。

其次，反向滤波器的抽头系数初值为

$$\begin{aligned} [b(1) b(2) \Lambda b(B)] &= h^*(0) / |h(0)|^2 \times [h(1) h(2) \Lambda h(B)] \\ &= 1/h(0) \times [h(1) h(2) \Lambda h(B)] \end{aligned} \quad (14)$$

- 5 式中 B 为反向滤波器抽头系数向量 b 的长度。这样，即可获得均衡器的初值估计值。快速获取均衡器的初值估计值可以缩短训练时间，但要实现均衡器的最终收敛，还需进行均衡器的训练。

在突发均衡处理过程中，对均衡器的训练是根据前导码和部分用户数据进行的。首先采用前导码作为参考序列进行热身训练，其目的是为转入以判决输出为参考的判决反馈训练做准备。当热身训练结束后，判决输出的绝大部分是  
10 正确的。由于前导码有限，因此前导码的数据需至少两次对均衡器进行热身训练。其次，进行判决反馈训练，将部分用户数据作为参考序列输入均衡器中做进一步的训练，当均衡器完全收敛后，均衡器重新从头对用户数据进行均衡处理。

- 15 为了验证本发明所述突发均衡方法的有效性，在此将本发明与采用 RLS 算法的收敛速度进行比较。按照本发明估计判决反馈均衡器的初值，再用同一前导码经过两次热身训练后，转入判决输出训练模式。图 6 是在信噪比 SNR=20dB 情况下均方误差随符号样本变化的曲线，其中曲线 a 表示本发明方法的误码率随信噪比的变化关系，曲线 b 表示 RLS 算法的误码率随信噪比的变化关系，曲  
20 线 c 表示反向滤波器不做初始化时均衡器的误码率随信噪比的变化关系。从曲线 a 可以看出，采用本发明方法经过 115 个符号后最小均方误差 MSE 即可达到  $10^{-1}$ ，而采用 RLS 算法则需要 180 个符号，因此本发明方法的收敛速度比 RLS 算法快。作为比较，图 6 中同时给出了反向滤波器不做初始化时的收敛曲线，

此时为了使均衡器能够最终收敛，需外加 70 个符号的训练序列。由此可看出，本发明的均衡器系数预加载的效果远好于现有技术。

图 7 是本发明方法和 RLS 算法的误符号率随信噪比变化的曲线，误符号率通过 1000 个突发数据包统计平均得到，其中本发明方法在采用前导码作参考(2 次重复)与 70 个判决器输出对均衡器进行训练后统计误符号率，而 RLS 算法则经过前导码作参考(2 次重复)与 138 个判决器输出对均衡器训练后进行误符号率统计。从图中可以看到，在信噪比 SNR=10-16dB 的范围内，本发明方法与 RLS 算法的误符号率很接近，验证了本发明方法的有效性。

最后所应说明的是，以上实施例仅用以说明本发明的技术方案而非限制，  
10 尽管参照较佳实施例对本发明进行了详细说明，本领域的普通技术人员应当理解，可以对本发明的技术方案进行修改或者等同替换，而不脱离本发明技术方案的精神和范围，其均应涵盖在本发明的权利要求范围当中。

15

20

## 权利要求书

1、一种宽带无线接入系统的上行突发均衡方法，均衡器采用判决反馈均衡器，其特征在于，包括以下步骤：

5 步骤一、预训练过程：在传输用户数据之前，发送训练序列，对均衡器进行训练；

步骤二、信道跟踪过程：记录均衡器收敛后的系数，开始传输用户数据，均衡器对无线信道进行跟踪；

步骤三、如果信道变化导致误码率超过门限 1 但不超过门限 2，则进入突发均衡过程；

10 步骤四、如果信道变化导致误码率超过门限 2，则重新进入预训练过程。

2、根据权利要求 1 所述的宽带无线接入系统的上行突发均衡方法，其特征在于，所述预训练过程采用长的已知序列作为参考序列进行训练。

15 3、根据权利要求 1 所述的宽带无线接入系统的上行突发均衡方法，其特征在于，所述突发均衡过程进一步包括：首先采用一个突发数据包的前导码作为参考序列，在零相关域中进行信道估计，然后根据信道估计值计算均衡器的系数初值，再将计算出的系数初值预加载到均衡器，并利用前导码及部分用户数据作为参考序列训练均衡器，使均衡器充分收敛，训练结束后，均衡器以判  
20 决出的用户数据作为参考序列，对用户数据进行均衡，输出判决信息。

4、根据权利要求 3 所述的宽带无线接入系统的上行突发均衡方法，其特征在于，所述前导码采用 16 比特的 Newman-Holfman 序列组成，且前导码采用

BPSK 调制方式；所述信道估计步骤进一步包括：首先在本地产生前导码的本地参考信号；前导码的本地参考信号为前导码的双边循环扩展信号，其次对前导码对应的接收信号进行采样，然后将与前导码对应的采样信号与其本地参考信号进行互相关运算，完成信道估计。

5

5、根据权利要求 3 所述的宽带无线接入系统的上行突发均衡方法，其特征在于，所述前导码采用 M 序列，所述信道估计包括：首先生成前导码的本地参考信号为 M 序列的双边循环扩展信号，且前导码的本地参考信号为由 1 和 0 组成的序列；其次对前导码对应的接收信号进行采样，然后将与前导码对应的采样信号与其本地参考信号进行互相关运算，完成信道估计。

10

6、根据权利要求 3 所述的宽带无线接入系统的上行突发均衡方法，其特征在于，所述计算均衡器系数初值的步骤进一步包括：

15

计算前向滤波器的抽头系数初值为  $c(0) = h^*(0) / |h(0)|^2 = 1/h(0)$ ，其余系数为

0;

计算反向滤波器的抽头系数初值为

$$[b(1) b(2) \Lambda b(B)] = h^*(0) / |h(0)|^2 \times [h(1) h(2) \Lambda h(B)] = 1/h(0) \times [h(1) h(2) \Lambda h(B)];$$

其中， $h$  表示信道冲击响应向量， $c$  表示判决反馈均衡器的前向滤波器的系数向量， $b$  表示反向滤波器的系数向量， $B$  为反向滤波器的系数向量的长度，幅度最大的脉冲为  $h(0)$ ，前冲击响应脉冲为  $[h(-n) h(-n+1) \dots h(-1)]$ ，后继冲击响应脉冲为  $[h(1) h(2) \dots h(n)]$ ；均衡器中前向滤波器的系数与后继冲击响应脉冲对应的系数为  $[c(-n) c(-n+1) \dots c(-1)]$ ，与前冲击响应脉冲对应的系数为  $[c(1) c(2) \dots c(n)]$ 。

20



7、根据权利要求 3 所述的宽带无线接入系统的上行突发均衡方法，其特征在于，所述训练均衡器的步骤进一步包括：首先采用前导码作为参考序列对均衡器进行至少两次热身训练，当热身训练结束后，判决输出的绝大部分是正确的；其次，进行判决反馈训练，将部分用户数据作为参考序列输入均衡器中做进一步的训练，直到均衡器完全收敛。

8、根据权利要求 1 所述的宽带无线接入系统的上行突发均衡方法，其特征在于，所述门限 1 是对应于信道变化的速度超过均衡器跟踪速度的临界点；  
10 门限 2 是对应于接收机的门限比特差错率。

9、根据权利要求 8 所述的宽带无线接入系统的上行突发均衡方法，其特征在于，所述门限 1 的取值为连续 5 个突发数据包误码率的平均值加上误码率变化率最大绝对值的 2 倍；所述门限 2 的典型值为  $10^{-3}$ 。

15

20

1/4

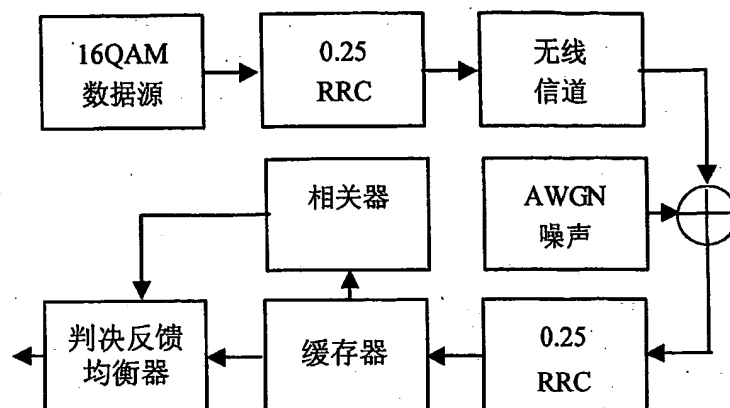


图 1

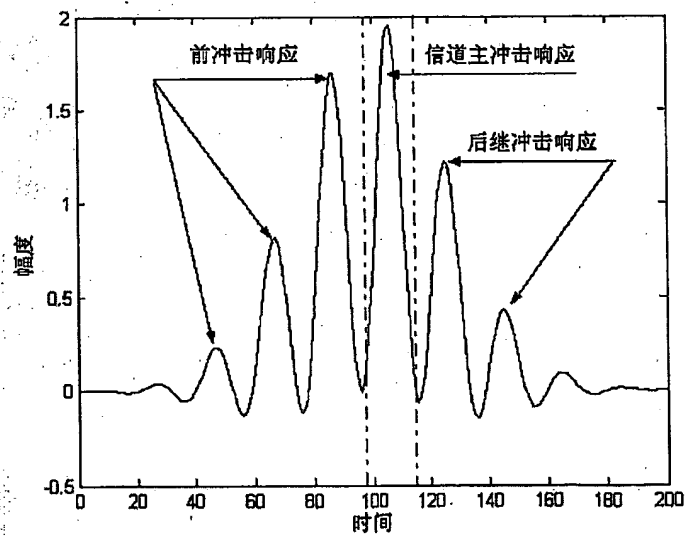


图 2

2/4

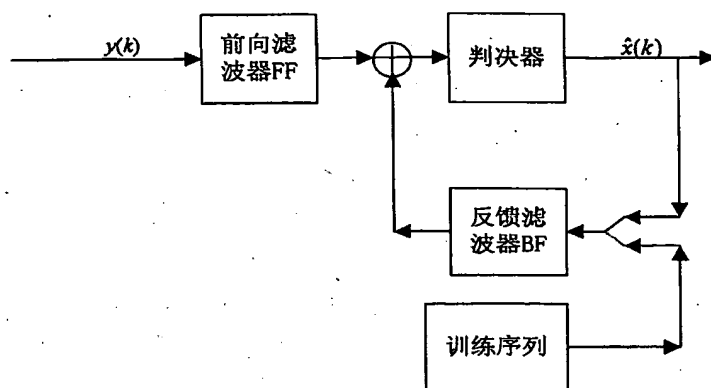


图 3

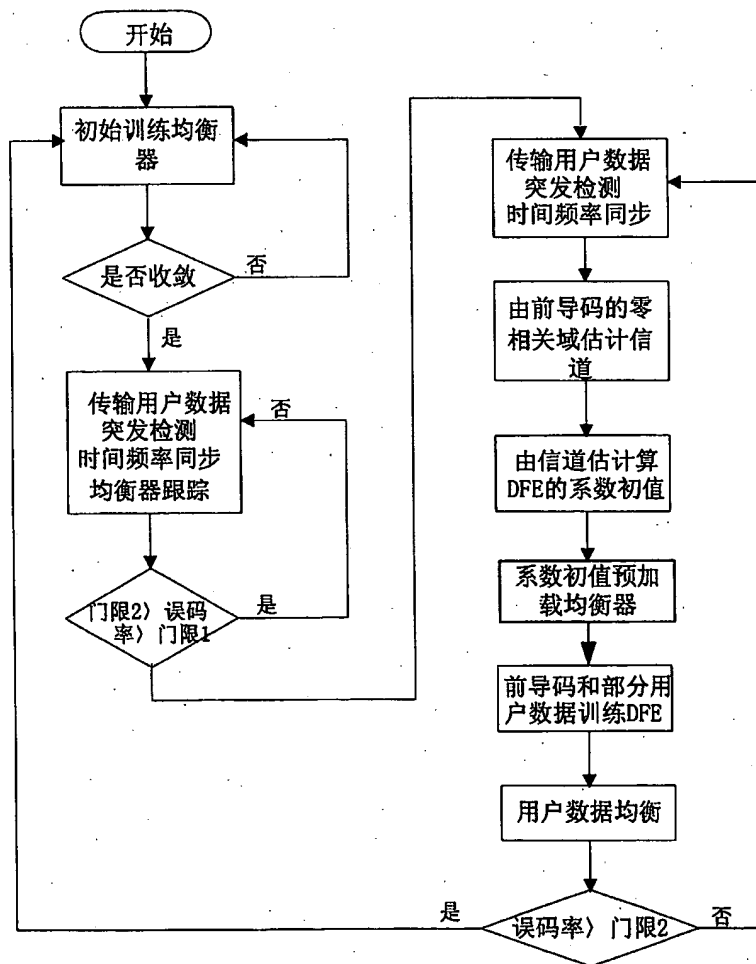


图 4

3/4

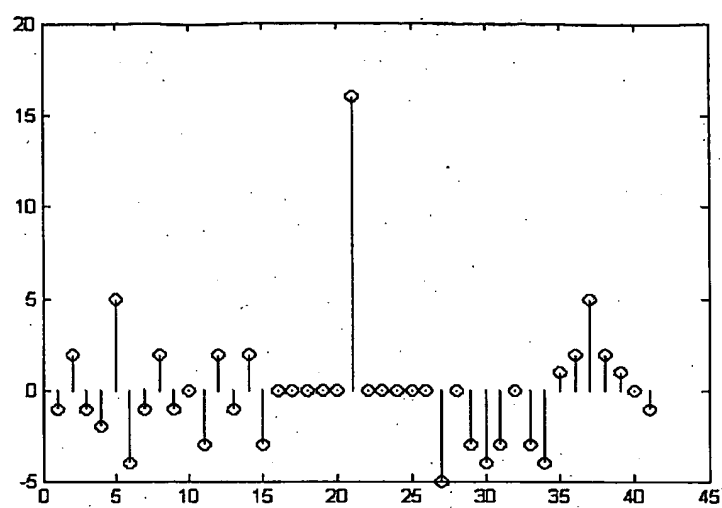


图 5

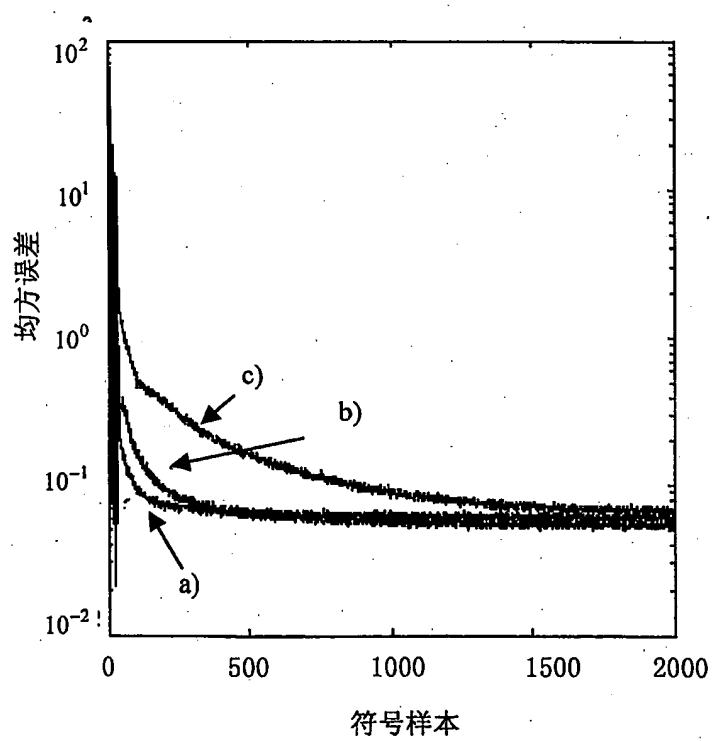


图 6

4/4

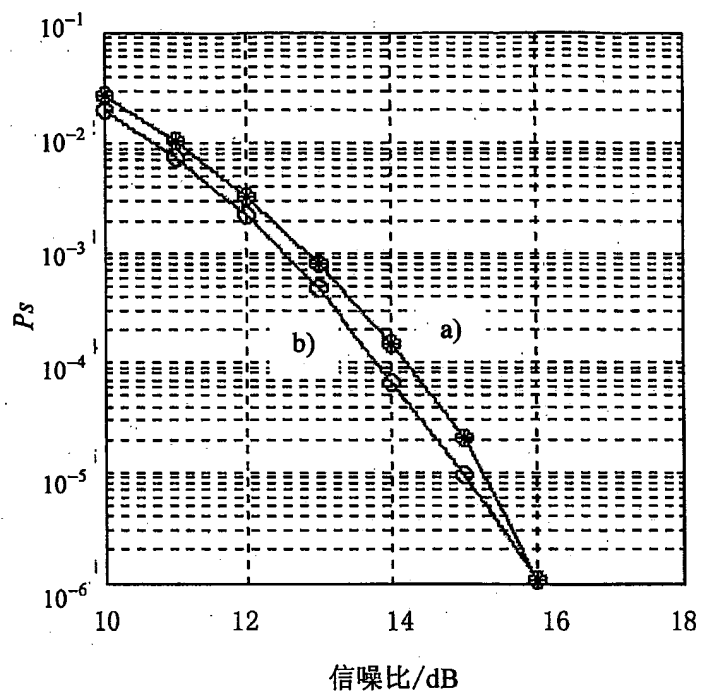


图 7

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.  
PCT/CN03/01128

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC7:H04J3/14

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04J

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CAPNT, WPI, EPODOC, PAJ

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO0197475 AI (KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS N. V) 2001.12.20, the whole document	1-9
A	US5970092 A1 (Stanford Telecommunications, INC.) 1999.10.19, the whole document	1-9
A	CN1158033 A (MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD) 1997.8.27, the whole document	1-9

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim (S) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search 20 August 2004 (20.08.04)	Date of mailing of the international search report 02 · SEP 2004 (02 · 09 · 2004)
Name and mailing address of the ISA/CN 6 Xitucheng Rd., Jimen Bridge, Haidian District, 100088 Beijing, China Facsimile No. 86-10-62019451	Authorized officer Wu Xingqiang Telephone No. 86-10-62084574

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**  
**Information on patent family members**

International application No.  
PCT/CN03/01128

Patent document Cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO0197475 A1	2001.12.20	CN1389056 A	2003.01.01
		KR2002020960 A	2002.03.16
		EP1295448 A1	2003.03.26
US5970092 A	1999.10.19	BR9811553 A	2000.09.12
		WO9905787 A1	1999.02.04
		EP0998785 A1	2000.05.10
CN1158033 A	1997.08.27	EP0782305 A2	1997.07.02
		NO9604491 A	1997.06.30
		JP9186634 A	1997.07.15
		US5946350 A	1999.08.31
		JP3145295B2	2001.03.12

## 国际检索报告

国际申请号

PCT/CN03/01128

## A. 主题的分类

IPC7:H04J3/14

按照国际专利分类表(IPC)或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类

## B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类体系和分类号)

H04J

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称和, 如果实际可行的, 使用的检索词)

CAPNT, WPI, EPODOC, PAJ

## C. 相关文件

类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求编号
A	WO0197475 AI (KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS N. V) 2001.12.20, 说明书全文	1-9
A	US5970092 A1 (Stanford Telecommunications, INC.) 1999.10.19, 说明书全文	1-9
A	CN1158033 A (松下电器产业株式会社) 1997.8.27, 说明书全文	1-9

☐ 其余文件在 C 栏的续页中列出。☐ 见同族专利附件。

## \* 引用文件的专用类型:

“A” 明确叙述了被认为不是特别相关的一般现有技术的文件

“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先的申请或专利

“L” 可能引起对优先权要求的怀疑的文件, 为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件

“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件

“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件

“T” 在申请日或优先权日之后公布的在后文件, 它与申请不相抵触, 但是引用它是为了理解构成发明基础的理论或原理

“X” 特别相关的文件, 仅仅考虑该文件, 权利要求所记载的发明就不能认为是新颖的或不能认为是有创造性

“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 权利要求记载的发明不具有创造性

“&amp;” 同族专利成员的文件

国际检索实际完成的日期

20. 8 月 2004 (20. 08. 04)

国际检索报告邮寄日期

02. 9 月 2004 (02. 09. 2004)

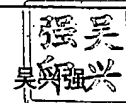
国际检索单位名称和邮寄地址

ISA/CN

中国北京市海淀区西土城路 6 号(100088)

传真号: 86-10-62019451

受权官员



电话号码: 86-10-62084574



国际检索报告  
关于同族专利成员的情报

国际申请号  
PCT/CN03/01128

检索报告中引用的 专利文件	公布日期	同族专利成员	公布日期
WO0197475 A1	2001.12.20	CN1389056 A	2003.01.01
		KR2002020960 A	2002.03.16
		EP1295448 A1	2003.03.26
US5970092 A	1999.10.19	BR9811553 A	2000.09.12
		WO9905787 A1	1999.02.04
		EP0998785 A1	2000.05.10
CN1158033 A	1997.08.27	EP0782305 A2	1997.07.02
		NO9604491 A	1997.06.30
		JP9186634 A	1997.07.15
		US5946350 A	1999.08.31
		JP3145295B2	2001.03.12